

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-244213
 (43)Date of publication of application : 08.09.2000

(51)Int.Cl.	H01P 7/08 H01P 1/203
(21)Application number : 11-099850	(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD
(22)Date of filing : 07.04.1999	(72)Inventor : HIDAKA SEIJI OTA MITSUAKI ABE MAKOTO ISHIKAWA YOHEI
(30)Priority	
Priority number : 10363949 Priority date : 22.12.1998 Priority country : JP	
(54) RESONATOR, FILTER, DUPLEXER AND COMMUNICATION DEVICE	
(57)Abstract:	
<p>PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a resonator which can suppress the power loss due to an edge effect in an extremely effective way and has the excellent loss characteristic by arranging plural spiral lines in a state such that these lines never cross each other and both ends of each line are positioned around a prescribed point set on a substrate.</p> <p>SOLUTION: A ground electrode 3 is formed on an entire under surface of a dielectric substrate 1, and eight congruent spiral lines 2 having both open ends respectively are arranged on the top surface of the substrate 1 in a state such that the lines 2 never cross each other and both ends of each line 2 are positioned around a prescribed point (center point) set on the substrate 1. Thus, the lines 2 serving as a congruent pattern are arranged in a rotary symmetrical form in a state of being insulated from each other. As a result, the coincident physical length, electrical length and resonance frequency are secured among the lines 2 and the equiphase lines are concentrically distributed on the interface of the substrate 1. In such a constitution, a mode having no edge part is secured in terms of electromagnetics and the power loss due to an edge effect can be effectively suppressed.</p>	

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 12.03.2001
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number]
 [Date of registration]
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-244213

(P 2000-244213 A)

(43) 公開日 平成12年9月8日 (2000. 9. 8)

(51) Int. C1. 7

H 01 P 7/08
1/203

識別記号

F I

H 01 P 7/08
1/203

テマコード (参考)

5J006

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L

(全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平11-99850

(22) 出願日 平成11年4月7日 (1999. 4. 7)

(31) 優先権主張番号 特願平10-363949

(32) 優先日 平成10年12月22日 (1998. 12. 22)

(33) 優先権主張国 日本 (JP)

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 日高 青路

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式

会社村田製作所内

(72) 発明者 太田 充昭

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式

会社村田製作所内

(74) 代理人 100084548

弁理士 小森 久夫

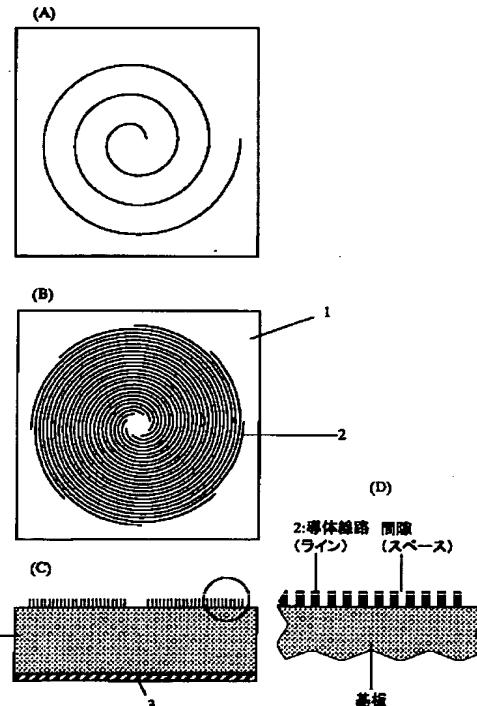
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】共振器、フィルタ、デュプレクサおよび通信装置

(57) 【要約】

【課題】 縁端効果による電力損失を極めて効果的に抑えて、優れた損失特性を有する共振器、フィルタ、デュプレクサおよび通信装置を得る。

【解決手段】 誘電体基板1の表面に、それぞれスパイラル状の複数の線路を、互いに交差しないように、それらの一端と他端が基板上の中心点の周囲に円周上に並ぶように配置する。これにより各スパイラル状線路の縁端部を実質的に無くし、縁端効果による損失を極めて有効に抑制する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 それぞれスパイラル状の複数の線路の集合体による共振器であって、前記複数の線路の両端を、基板上の所定点の周囲で前記集合体の実質的な内周上と外周上とにそれぞれ分布させて、前記複数の線路を互いに交差しないように配置して成る共振器。

【請求項2】 それぞれスパイラル状の複数の線路の集合体による共振器であって、前記複数の線路を、互いに交差しないように、基板上の所定点を中心とする回転対称位置にそれぞれ配置して成る共振器。

【請求項3】 基板上の各線路が、一方の軸を角、他方の軸を動径とする極座標表現において単調増加または単調減少する線で表される、複数の線路の集合体で構成される共振器であって、

各線路の線幅が 2π ラジアンを線数で割った値以内の角幅に収まり、前記線路の集合体全体が任意の動径において常に 2π ラジアン以内の角幅に納まるように基板上に配置して成る共振器。

【請求項4】 前記複数の線路の集合体の中央部に、該線路の内側の端部をそれぞれ接続した電極を設けたことを特徴とする請求項1、2または3に記載の共振器。

【請求項5】 前記複数の線路の略等電位となる部分同士を導体で互いに接続したことを特徴とする請求項1～4のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項6】 前記複数の線路のいずれか一方の端部または両端部をそれぞれグランド電極に接地したことを特徴とする請求項1～5のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項7】 前記複数の線路をそれぞれ折線で構成したことを特徴とする請求項1～6のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項8】 前記複数の線路の線路幅および隣接する他の線路との間を、線路の一方の端部から他方の端部にかけて略等しくしたことを特徴とする請求項1～7のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項9】 前記複数の線路のそれぞれの線路幅を、当該線路の導体の表皮深さ程度または該表皮深さより細くしたことを特徴とする請求項1～8のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項10】 前記複数の線路のそれぞれを、薄膜誘電体層と薄膜導体層とを積層して成る薄膜多層電極としたことを特徴とする請求項1～9のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項11】 前記複数の線路の互いに隣接する線路間の空隙に誘電体を充填したことを特徴とする請求項1～10のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項12】 前記複数の線路のうち少なくとも1つの線路を超伝導体で構成したことを特徴とする請求項1～11のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項13】 前記複数の線路を前記基板の両面に面対称となるように設けて、該基板の周囲を導電体キャビ

ティで遮蔽したことを特徴とする請求項1～12のうちいずれかに記載の共振器。

【請求項14】 請求項1～13のうちいずれかに記載の共振器に信号入出力部を設けたフィルタ。

【請求項15】 請求項14に記載のフィルタを送信フィルタもしくは受信フィルタとして、またはその両方のフィルタとして用いたデュプレクサ。

【請求項16】 請求項14に記載のフィルタまたは請求項15に記載のデュプレクサの少なくともいずれか一つを備えた通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、無線通信や電磁波の送受信に利用される、たとえばマイクロ波帯やミリ波帯における共振器、フィルタ、デュプレクサおよび通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】マイクロ波帯やミリ波帯で用いられる共振器としては、特開昭62-193302号公報に記載のヘアピン共振器が知られている。このヘアピン共振器は直線状の線路による共振器を用いる場合に比べて小型化できるという特徴を備える。

【0003】また、小型化を図ることができる別の共振器として特開平2-96402号公報に記載のスパイラル共振器が知られている。このスパイラル共振器は、共振器線路をスパイラル形状とすることによって、同一占有面積内に長い共振線路を構成し、また共振用コンデンサを設けることによって全体にさらに小型化を図ることができるという特徴を備える。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記従来の共振器は、1つの半波長線路にて1つの共振器を構成したものであった。したがって、従来の共振器は電気エネルギーが集中して蓄積される領域と磁気エネルギーが集中して蓄積される領域とがそれぞれ誘電体基板の特定の領域に分離されて偏在する。具体的には、半波長線路の開放端部近傍に電気エネルギーが蓄積され、半波長線路の中央部近傍に磁気エネルギーが蓄積される。

【0005】このような、1つのマイクロストリップ線路により構成される共振器では、マイクロストリップ線路が本質的に持つ縁端効果による特性劣化を免れないという難点があった。すなわち線路の断面を見た場合に、線路の縁端部（幅方向の両端、および厚み方向の上端・下端）に電流が集中する。この電流集中による電力損失を抑えるために、例えば線路の膜厚を厚くしても、電流集中の生じる縁端部が広がる訳ではないため、無意味であり、縁端効果による電力損失の問題は必ず生じる。

【0006】この発明の目的は、縁端効果による電力損失を極めて効果的に抑えて、優れた損失特性を有する共振器、フィルタ、デュプレクサおよび通信装置を提供す

ることにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】以上の目的を達成するために、本願発明に係る共振器は、それぞれスパイラル状の複数の線路を、互いに交差しないように、それらの一端と他端が基板上の所定点の周囲に分布するように配置することにより構成する。

【0008】また、基板上の各線路が、一方の軸を角、他方の軸を動径とする極座標表現において単調増加または単調減少する線で表される、複数の線路の集合体で構成される共振器であって、各線路の線幅が 2π ラジアンを線数で割った値以下の角幅に収まり、前記線路の集合体全体が任意の動径において常に 2π ラジアン以内の角幅に納まるように基板上に配置する。たとえば、図2に示すように、線路の配置を極座標表現したとき、任意の動径における線路の左端の角が θ_1 、右端の角が θ_2 であるとき、1つの線路の角幅は $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ で表される。ここで線数をnとすれば、1つの線路の角幅 $\Delta\theta$ を $\Delta\theta \leq 2\pi/n$ の関係とする。また、任意の動径 r_k における線路集合体全体の角幅 θ_w を 2π ラジアン以内とする。

【0009】このような構造によって、ある1つのスパイラル状の線路に隣接してほぼ同形状のスパイラル状の線路が隣接配置されることになる。従って、マイクロで見た物理的な端部は実際に存在し、それぞれの線路の端部に弱い縁端効果が生じるが、これらの複数の線路の集合体を1つの線路としてマクロで見たとき、言わば或る線路のたとえば右隣に自分と合同の線路の左側の縁端部が隣接することになり、線路の幅方向の端部というものが無くなる。（端部の存在が希薄となる。）したがって線路の縁端部における電流集中が極めて効率的に緩和されて、全体の電力損失が抑制される。

【0010】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路の各々を、ある1つのスパイラル状線路の回転対称体とする。これにより線路をその動径（半径）方向の横断面で見た時に、1つのスパイラル状線路の左右両端に一定の間隔をおいて、より同程度の振幅と位相を持った電流が流れる線路が配置されるため、縁端効果が効率良く緩和される。

【0011】また、この発明に係る共振器は、複数の線路の集合体の中央部に、該線路の内側の端部をそれぞれ接続した電極を設ける。この構造により、各線路の内側の端部すなわち内周端が上記電極で共通に接続され同電位となる。このため、各線路の内側の端部の境界条件が強制的に一致し、所望の共振モードで安定して共振し、同時にスプリアスマードが抑圧される。

【0012】また、この発明に係る共振器は、隣接する線路の等電位部分を互いに導体で接続する。これにより、共振モードへ影響を与えることなく、その動作を安定させることができる。

【0013】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路のいずれか一方の端部または両端部をそれぞれグランド電極に接地する。ここで複数の線路の一方端のみを接地すれば、 $1/4$ 波長の共振器となるため、短い線路長で所定の共振周波数を得ることができ、全体の小型化を図ることができる。また、各線路の両端部を接地すれば、それらの接地部分での電界成分が0となって、優れた遮蔽性が得られる。

【0014】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路をそれぞれ折線で構成する。この構造によれば成膜および微細加工プロセスに適した単純な構造により線路を構成することができる。

【0015】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路の線路幅および隣接する他の線路との間を、線路の一方の端部から他方の端部にかけてほぼ等しくする。これにより、いわば等幅スパイラル状の線路を用いることになり、共振器の中心近傍から最密の条件でスパイラル状の線路を設けることができ、共振器の占有面積を最小にすることができる。

【0016】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路のそれぞれの線路幅を、当該線路の導体の表皮深さ程度または該表皮深さより細くする。この構造により線路の左右の間隙を通り抜ける磁束を保持するために流れる電流が左右で干渉する距離となり、共振位相からずれた位相を持つ無効電流を抑えることができる。これにより電力損失が飛躍的に低減することになる。

【0017】また、この発明に係る共振器は前記複数の線路のそれを、薄膜誘電体層と薄膜導体層とを積層してなる薄膜多層電極とする。この構造により、基板界面からの膜厚方向への表皮効果を緩和することができ、さらなる導体損失の低減が図れる。

【0018】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路の互いに隣接する線路間の空隙に誘電体を充填する。これにより、線路間短絡が防止され、また線路が上記薄膜多層電極である場合に、層間短絡も有効に防止することができる。

【0019】また、この発明に係る共振器は、前記複数の線路の少なくとも1つの線路を超伝導体で構成する。本願発明によれば、基本的に縁端効果による大きな電流集中が生じない構造であるため、超伝導体の低損失特性が充分に発揮でき、臨界電流密度以下のレベルで高いQで動作させることができる。

【0020】さらに、この発明に係る共振器は、前記複数の線路を基板の両面に設けて、基板周囲を導電体キャビティで遮蔽する。これにより、共振電磁界の対称性を良好に保つことができ、さらなる低損失特性が得られる。

【0021】また、この発明に係るフィルタは、上記共振器に信号入出力部を設けて構成する。これにより、挿入損失が小さく、小型のフィルタが得られる。

【0022】また、この発明に係るデュプレクサは、上記フィルタを送信フィルタもしくは受信フィルタとして、その両方のフィルタとして用いて構成する。これにより、低挿入損失で小型のデュプレクサが得られる。

【0023】さらにこの発明に係る通信装置は、上記フィルタまたはデュプレクサを用いて通信装置を構成する。これによりRF送受信部の挿入損失が低減されて、雑音特性、伝送速度等の通信品質を向上させることができる。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、この発明に係る共振器、フィルタ、デュプレクサおよび通信装置の実施形態について図面を参照して説明する。

【0025】〔原理および第1の実施形態、図1～図10〕図1の(B)は共振器の構成を示す上面図、(C)は断面図、(D)は部分拡大断面図である。誘電体基板1の下面には全面のグランド電極3を形成していて、上面にはそれぞれ合同である、両端開放のスパイラル状の8本の線路2を、互いに交差しないように、それぞれの線路の一端と他端を基板上の所定点(中心点)の周囲に配置している。(A)はそれらの8本の線路のうち1つの線路を代表させて示している。これらの線路の幅は表皮深さに略等しい幅としている。

【0026】図2は図1に示した8本の線路の形状を極座標のパラメータを用いて示したものである。この例では8本の線路のそれぞれの内周端の動径 r_1 および外周端の動径 r_2 は一定であり、それぞれの端部の角度方向の位置を等間隔に配置している。既に述べたように、任意の動径における線路の左端の角が θ_1 、右端の角が θ_2 であるとき、1つの線路の角幅を $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ で表す。ここで線数 $n = 8$ であるので、1つの線路の角幅 $\Delta\theta$ を $\Delta\theta \leq 2\pi/8$ ($=\pi/4$)ラジアンの関係とする。また、任意の動径 r_k における線路集合全体の角幅 θ_w を 2π ラジアン以内とする。

【0027】これらの線路は相互誘導および静電容量により結合して、1つの共振器(共振線路)として作用する。

【0028】尚、上記 r_1 、 r_2 は必ずしも一定である必要はなく、また等角度に配置しなくてもよく、さらには各線路が合同である必要もない。但し、後述するように、特性面および製造の容易性の面で、 r_1 、 r_2 を一定とし、合同の線路を等角度に配置する方が望ましい。

【0029】図3はそれぞれスパイラル状の複数の線路を配置した線路パターン(以下、この集合体を「多重スパイラルパターン」と言う。)における電磁界および電流の分布の例を示している。図3における上段は多重スパイラルパターンの平面図であるが、個々の線路を分離せずに塗り潰して表している。同図の中段は線路の内周端と外周端におけるチャージが最大の瞬間ににおける多重スパイラルパターンのA-A部分の断面での電界および

磁界の分布を示している。また、下段はその瞬間ににおける同断面での各線路の電流密度および線路の間隙を通る磁界のz成分(紙面に垂直な方向)の平均値をそれぞれ示している。

【0030】ここで各線路をミクロ的に見れば、図に示すようにそれぞれの縁端部において電流密度が大きくなるが、動径方向の横断面で見た時に、1つのスパイラル状線路の左右両端に一定の間隙をおいて同程度の振幅と位相を持った電流の流れる導体線路が配置されるため、

10 縁端効果が緩和される。すなわち多重スパイラルパターンを1つの線路と見た場合に、内周端と外周端が電流分布の節、中央が腹となるほぼ正弦波状に分布し、マクロ的には縁端効果が生じない。

【0031】図4は比較例であり、図3に示した各線路の線路幅を表皮深さの数倍の幅にまで広げた場合について示している。このように線路幅を広げると、図に示すように各導体の縁端効果による電流集中が顕在化し、損失低減効果は小さくなる。

【0032】図3および図4に示したような電磁界分布20 は本来3次元解析を行わなければ得られないが、その計算量は膨大なものとなるため、厳密な解析は实际上困難である。ここでは、振幅と位相の与えられた複数の線電流源の作る磁界分布について静磁界解析を行った結果を示す。

【0033】〈解析モデル〉図5は複数の線電流源の解析モデルであり、マイクロストリップ多線線路の断面図として示している。

【0034】

モデル1(電流が同位相および同振幅で分布するモデル)

$$i_k = A/\sqrt{2}, \quad (k = 1, 2, \dots, n)$$

モデル2(電流の位相が $0 \sim 180^\circ$ 、振幅が正弦曲線で分布するモデル)

$$i_k = A \sin \{ (2k-1) \pi/2n \}, \quad (k = 1, 2, \dots, n)$$

〈磁界分布の計算〉断面内の磁界分布の計算はビオ・サバールの法則により行う。

【0035】xy面上の座標(p)を通り、z方向に無限に続いている線電流源のつくる磁界ベクトルは、次式で表される。

【0036】

【数1】

$$\mathbf{H} = \frac{\mu_0 I_0 \mathbf{e}_z \times (\mathbf{r} - \mathbf{p})}{4\pi(\mathbf{r} - \mathbf{p})^2}$$

これにより、この解析モデルにおける複数の線電流源のつくる磁界分布は次式で計算される。

【0037】

【数2】

$$7$$

$$\mathbf{H} = \sum_k \frac{\mu_0 i_k}{4\pi} \left(\frac{\mathbf{e}_z \times (\mathbf{r} - \mathbf{p}_k)}{(\mathbf{r} - \mathbf{p}_k)^2} - \frac{\mathbf{e}_z \times (\mathbf{r} - \mathbf{p}_k^{(m)})}{(\mathbf{r} - \mathbf{p}_k^{(m)})^2} \right)$$

ここで $\mathbf{p}_k^{(m)}$ はグランド電極を対称面とする \mathbf{p}_k の鏡像位置の座標である。また電流が逆向きに流れるために第2項には負号がつく。

【0038】〈計算例〉

設定条件

多線線数: $n = 20$

合計線幅: $w_0 = 0.5 \text{ mm}$

基板厚さ: $h_0 = 0.5 \text{ mm}$

線電流源の座標

$$x_k = [\{(2k-1)/2n\} - (1/2)] w_0$$

$$y_k = h_0$$

$$(k = 1, 2, \dots, n)$$

図6はモデル1とモデル2について磁界の強度分布を示している。図において縦方向の補助線は多線線路群の端部、横方向の補助線は基板界面である。この結果から、モデル2(正弦分布)のほうが、x, yの両方向において等高線が密に混んでいないことが判り、モデル2のほうが、同じ磁界蓄積エネルギーであるときに表面電流が小さく、電力損失が小さいことが判る。

【0039】また、図7は磁界のx成分の分布について示している。図において縦方向の補助線は多線線路群の端部、横方向の補助線は基板界面である。この図から、モデル2の方がアイソレーションがよく、隣接共振器を配置してフィルタなどを構成する場合など集積化に好都合であることが判る。

【0040】さらに、図8は磁界のy成分の2次元分布、図9はその1次元分布をそれぞれ示している。図8において縦方向の補助線は多線線路群の端部、横方向の補助線は基板界面である。この結果から、モデル2の方が、電極縁端部における磁界集中が小さく、大幅に縁端効果が改善され、損失特性に優れることが判る。

【0041】以上に述べたような多重スパイラルパターンによる縁端効果の抑制効果は、線路上の任意の点において最短距離にある左右の隣接線路との電流位相差が最小となるようにした場合に最も効果的となる。図10は上記位相差と導体損失との関係について示している。ここで隣接線路間の電流位相差が 0° の時、共振エネルギーの保持に最も効果となり、位相差が $\pm 90^\circ$ の時、無効電流によって導体損失の低減効果が無くなる。ここで無効電流とは、共振器の磁界から位相のずれた電流(密度)であり、伝送には寄与しない。上記電流位相差がさらに大きくなつて、 $\pm 180^\circ$ となれば、共振エネルギー自体を低減させる方向に作用してしまう。したがつて略 $\pm 45^\circ$ の範囲を有効領域とすることができる。

【0042】ここで、多重スパイラルパターンによる平面回路型低損失共振器の設計に関する基本的な考え方をまとめると、次のように表せる。

【0043】(1) 合同パターンである複数の線路を互いに絶縁された状態で回転対称状に配置する。このことにより、線路の物理長、電気長、および共振周波数がすべて一致する。また、基板界面上の等位相線が同心円状に分布する。そのため、電磁気的に見て、縁端部の無いモードとなり、縁端効果による電力損失を効果的に抑圧することができる。

【0044】(2) 線路上の任意の点において、最短距離にある左右の隣接線路との位相差が最小となるようにする。但し、線路幅と線路間の間隙を略一定とし、急なベンド部を設けない。線路幅と線路間の間隙をできる限り小さくする。また、1本の線路が曲がって、それ自身で隣接しないようにする。

【0045】このことにより、線路の間隙に発生する電界ベクトルおよび通り抜ける磁束密度が小さくなり、線路の間隙を伝搬する電力による損失が低減される。すなわち線路1本ずつのミクロなスケールでの縁端効果の抑圧にも有効となる。

【0046】(3) 線路の幅を表皮深さ程度またはそれ以下にする。このことにより、線路の左右の端部から磁界侵入が互いに干渉し、有効電流の流れる導体断面積が増大し、線路に流れる無効電流が減少し、導体損失が低減される。

【0047】〔第2の実施形態、図11〕図11は第2の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。図1に対比すれば明らかのように、この共振器は多重スパイラルパターンの線路2のそれぞれの内周端および外周端をスルーホールを介してグランド電極3に接地している。これにより両端短絡の共振線路として作用する。この構造によれば両端短絡型であるため、共振器の遮蔽性に優れ、外部への電磁界リークおよび外部からの電磁界による影響を受けにくくなる。

【0048】〔第3の実施形態、図12〕図12は第3の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。図1および図11に比較すれば明らかのように、この共振器は、多重スパイラルパターンの各線路の内周端をスルーホールを介してグランド電極3に接地している。外周端は開放させたままとしている。これにより $1/4$ 波長の共振器として作用し、短い線路長で所定の共振周波数が得られるため、共振器の基板上の占有面積をより縮小化することができる。

【0049】〔第4の実施形態、図13〕図13は第4の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。この例も線路は多重スパイラルパターンであるが、図1に示した線路とは異なり、それぞれをスロット線路として構成している。このようなスロット線路による場合でも、縁端部における電流集中が緩和されて、低損失な共振器が得られる。

【0050】〔第5の実施形態、図14・図15〕図14は多重スパイラルパターンの、隣接する線路の間隙が

一定となる等幅スパイラル曲線とした例である。この例では、8本の線路を用いているが、図14においては代表の1本を他の線路より太く表している。ここで、多重スパイラルパターンの占有領域を $1.6\text{ mm} \times 1.6\text{ mm}$ とし、線路幅を $10\text{ }\mu\text{m}$ 、間隙を $10\text{ }\mu\text{m}$ 、最小半径(内周半径)を $25.5\text{ }\mu\text{m}$ 、最大半径(外周半径)を $750.0\text{ }\mu\text{m}$ とし、各線路の線路長を 11.0 mm とし、基板の比誘電率を80とする。この設定条件により、比誘電率の60%が実効値として作用する場合、共振周波数は約2GHzとなる。

【0051】ここで、n回回転対称となる多重等幅スパイラルの導出手順について示す。

【0052】(1) 線数nを与える。

【0053】(2) 回転角 $\Delta\theta = 2\pi/n$ を回って増加する半径方向の距離(すなわち幅) Δw を与える。

【0054】(3) 上記条件によって決まる最小半径 $r_0 = \Delta w/\Delta\theta$ を求める。

【0055】(4) 半径によって決まる無次元パラメータ $u(r)$, $v(r)$ をそれぞれ次式によって定義する。

【0056】

$$u(r) = r/r_0$$

$$v(r) = \sqrt{(u(r)^2 - 1)}$$

(5) 等幅スパイラル曲線の座標は極座標において次式で表現される。

* 【0057】

$$\text{右巻: } \theta(r) = v(r) - \tan^{-1}(v(r))$$

$$\text{左巻: } \theta(r) = -v(r) + \tan^{-1}(v(r))$$

(6) 内周半径(r_a)、外周半径(r_b)を条件($r_a \leq r_a < r_b$)のもとに与える。

【0058】(7) 半径 r ($r_a \leq r \leq r_b$)をパラメータとしてx y座標を次式により求める。

【0059】

$$x\text{座標: } x_1(r) = r \cos(\theta(r))$$

$$10 \quad y\text{座標: } y_1(r) = r \sin(\theta(r))$$

(8) 残りの $n-1$ 本のスパイラルのx y座標を次式により求める。

【0060】

$$x\text{座標: } x_k(r) = r \cos(\theta(r) + \Delta\theta \cdot (k-1))$$

$$y\text{座標: } y_k(r) = r \sin(\theta(r) + \Delta\theta \cdot (k-1))$$

ただし、 $k = 2, 3, \dots, n$

(9) 共振周波数の設定

20 所望の共振周波数となる線路長を基板の比誘電率の実効値から求めておき、次式によって、計算される線路長 L_{total} に一致するように外周半径 r_b を求める。

【0061】

*

$$\text{線路長: } L_{total} = \int_{r_a}^{r_b} r \cdot (d\theta(r)/dr) dr$$

$$= \int_{r_a}^{r_b} \sqrt{(r/r_0)^2 - 1} dr$$

ただし、上式は目安を与える式であり、実際には線間容量などにより設計中心からのずれを生じる。

【0062】上記等幅スパイラル曲線の導出を次に示す。図15は以下に示す各式における各パラメータの関係を図示したものである。

【0063】解析モデルの条件設定

等幅スパイラルの線数: n本

$1/n$ 回転する間に増加する幅(線路幅、間隙): Δw

(1) $1/n$ 回転の角

$$\Delta\theta = 2\pi/n$$

(2) 半径定数 r_0 の定義

$$r_0 = \Delta w/\Delta\theta$$

(3) 微分量の関係式

$$r d\theta/dr = \tan\alpha$$

$$dw/(r d\theta) = \Delta w/(r \Delta\theta) = r_0/r = \cos\alpha$$

(4) 極座標の微分方程式

$$d\theta = \sqrt{(r/r_0)^2 - 1} dr/r$$

(5) 変数変換(無次元パラメータの導入)

$$u \equiv r/r_0 \text{ とおくと}$$

$$d\theta = \sqrt{(u^2 - 1)} du/u$$

$$\text{さらに } v \equiv \sqrt{(u^2 - 1)} = \sqrt{(r/r_0)^2 - 1} \text{ とおくと,}$$

$$d\theta = \{v^2/(v^2 + 1)\} dv$$

(6) 微分方程式の解

$$\theta = v - \tan^{-1}v$$

【第6の実施形態、図16～図18】以上に示した各実施形態では、線路を曲線として表したが、直線の集合体すなわち折線で構成してもよい。図16は2つの線路を

40 それぞれ24角の折線で構成した例である。同図に示すように、線路幅および隣接する線路との間隙を等幅にするために、等角度間隔で折れ曲がる折線とすれば、等幅スパイラル曲線との良い近似が得られる。

【0064】図17の(A)は3線24角、(B)は4線24角、(C)は12線24角、(D)は24線24角、(E)は48線24角の例をそれぞれ示している。

【0065】尚、図16および図17の各共振器は、各線路幅と隣接線路間の間隙をそれぞれ $2\mu\text{m}$ としたものである。但し、線路長は2GHzを得るための長さとは

50 しておらず、中央から巻きはじめたときの最初の数個

(の線分)をおいたところのパターンを示している。

【0066】図18は線路を折線とした時の、その線数に対するQ₀および(f₀/単体f₀)の関係について示している。

【0067】この例では、直径2.8mmの円内に外周を一定として外側から内側へ線路を巻くものとし、共振周波数が2GHzとなるように線路を形成した場合について示している。分母の単体f₀は物理長から計算される共振周波数であり、分子のf₀は測定による共振周波数である。このように線数を多くするほど、線路間の寄生容量が小さくなるため、寄生容量によるf₀の低下が小さくなつて、同じ共振周波数を得るための占有面積は若干大きくなる。しかしながら、隣接線路間の位相差が小さくなり、損失が少なくなつてQ₀が向上する。

【0068】上記隣接線路間の位相差とは、線路上の任意の点における、最短距離にある左右の隣接線路上の電流位相の差であるが、これは、或る線路の長手方向の電圧または電流の節や腹を隣接線路間で比べたときのずれを電気角で表した値(空間位相差)として定義できる。但しこの空間位相差は多重スパイラルパターンの内側で小さく、外側で大きくなるため、平均空間位相差を設計の指標とする。ここで、線数をnとすれば、平均空間位相差 $\Delta\theta$ は、半波長共振器の場合 $\Delta\theta = 180^\circ/n$ と表せる。

【0069】上述したように、線路の線数を多くする程、平均空間位相差が小さくなるため特性上有利となるが、パターン形成精度の制限があるため、むやみに線数を増すことはできない。得られる特性を重視すれば、上記線数は24本以上であることが望ましい。このことは、半波長共振器の場合、線数が24のとき平均空間位相差 $\Delta\theta$ は $\Delta\theta = 180^\circ/24 = 7.5^\circ$ であるので、平均空間位相差を、7.5度以下にすることが望ましいと、言い換えることもできる。また、製造の容易性を重視すれば、ラインとスペースが数 μm 以上で、占有面積から自動的に決定される線数を上限とすることが望ましい。

【0070】〔第7の実施形態、図19〕図19の上段は基板に形成した線路のパターンを示す上面図、中段は共振器全体の断面図、下段はその部分拡大図である。この例では、誘電体基板1の両面に互いに面対称の多重スパイラルパターンの線路を形成し、その誘電体基板1を金属キャビティ4の内部に配置している。このような構造によって、共振電磁界の対称性が高まり、電流密度分布の集中が避けられ、更なる低損失特性が得られる。

【0071】〔第8の実施形態、図20〕図20は線路部分の拡大断面図である。ここで線路の幅を導体の表皮深さ程度またはそれより細くしている。これにより、導体の左右の間隙(スペース)を通り抜ける磁束を保持するために流れる電流が左右で干渉する距離となり、共振位相からずれた位相を持つ無効電流を低減することがで

きる。その結果、電力損失が飛躍的に低減できる。

【0072】〔第9の実施形態、図21・図22〕図21は線路部分の拡大断面図である。この例では、誘電体基板の表面に薄膜導体層、薄膜誘電体層、薄膜導体層、薄膜誘電体層の順に積層し、さらに最上層に導体層を設けて3層構造の薄膜多層電極として線路を構成している。このように膜厚方向に薄膜多層化することにより、基板の界面からの表皮効果を緩和することができ、さらなる導体損失の低減が図れる。

10 【0073】図22は上記薄膜多層電極の間隙部分に誘電体材料を充填したものである。この構造によれば、隣接する線路間の短絡および層間の短絡を容易に防止することができ、信頼性の向上および特性安定化が図れる。

【0074】〔第10の実施形態、図23〕図23は導体部分の拡大断面図である。この例では線路の電極材料として超伝導体を用いる。例えばイットリウム系やビスマス系の高温超伝導体材料を用いる。一般に超伝導材料を電極として用いる場合に、その耐電力特性が低下しないように電流密度の上限を定める必要があるが、このように、線路を多重スパイラルパターンとすることによって、実質的に縁端部のない線部となるため大きな電流集中がなく、超伝導体の臨界電流密度以下のレベルで容易に動作させることができる。その結果、超伝導体の低損失特性が有効に利用できる。

【0075】〔第11の実施形態、図24・図25〕図24は多重スパイラルパターンの線路を用いた他の共振器の構成を示している。この例ではそれぞれ両端開放の線路が相互誘導および容量結合して1つの共振器を構成している。図において、円形の破線は代表的な等電位線であり、内周および外周が電圧の腹となり、中間位置が電圧の節となる。但し、外周に近い程、隣接線路間の位相差が大きく、線間容量が大きくなるため、電圧の節は内周と外周の中央より外周寄りに位置する。

【0076】この第11の実施形態では、各線路の等電位となる部分同士を導体(以下「等電位接続線路」という。)で接続するようにしたもののである。図25はその例を示している。図25において、(A)は電圧の腹となる外周位置に等電位接続線路を設けた例である。

(B)は電圧の腹となる内周位置に等電位接続線路を設けた例である。(C)は外周位置と内周位置に等電位接続線路を設けた例である。(D)は電圧の節となる途中位置に等電位接続線路を設けた例である。(E)は電圧の腹となる内周位置と外周位置および電圧の節となる途中位置に等電位接続線路を設けた例である。

【0077】このように、各線路の等電位となる部分同士を導体で積極的に接続することにより、各線路の所定位置の電位が強制的に等しくされて、動作が安定化する。また、元々等電位である線路上の部分同士を接続するものであるため、共振モードへの影響は小さい。なお、図25に示した例では、電圧の腹または節となる位

置に等電位接続線路を設けたが、それ以外の位置で等電位となる部分同士を接続するようにしてもよい。

【0078】〔第12の実施形態、図26〕以上に述べた例では共振器の基本モードを利用するものとして説明したが、2次高調波またはそれ以上の高次の共振モードも生じる。図26は、線路長で1波長共振する2次モードであり、電流振幅で見ると、腹が2つ存在する様子を示している。電流の流れる向きは、第1の領域で外向きの場合、第2の領域では内向きとなり、半周期後にはその逆の組み合わせとなる。この場合、第2の領域の方が隣接線路間の位相差が大きく、そのため線間容量が発生するため、第2の領域の方が第1の領域に比べて面積的に幾分小さくなる。共振周波数は基本モードよりも大きいが、線間容量の発生により、2倍以下となる。無負荷Qは基本モードに比べて劣るが、フィルタ設計に積極的に利用すれば、広帯域化に対して有効である。

【0079】〔第13の実施形態、図27〕図27はフィルタの構成を示す図であり、図における上部は多重スパイラルパターンを形成した誘電体基板の上面図、図の下部はフィルタ全体の正面図である。誘電体基板1の上面には図1に示したものと同様の多重スパイラルパターンを3組配置していて、その両側の共振器にそれぞれ静電容量的に結合する外部結合電極5を形成している。この外部結合電極5、5は図におけるフィルタの正面(外面)に入力端子および出力端子として引き出している。この誘電体基板の下面と四側面にはグランド電極を形成している。また、この誘電体基板の上部に、上面および四側面にグランド電極を形成したもう1つの誘電体基板を積層する。これによりトリプレート構造の共振器によるフィルタを構成する。

【0080】この構造により、隣接する共振器間が誘導的に結合し、3段の共振器からなる帯域通過特性を示すフィルタを得る。

【0081】〔第14の実施形態、図28・図29〕図28はデュプレクサの構成を示す図であり、上部のシールドカバーを取り除いた状態での上面図である。図において10、11は図27に示した誘電体基板部分の構成を備えるフィルタであり、この例では10を送信フィルタ、11を受信フィルタとして用いる。6は絶縁基板であり、その上面にフィルタ10、11をマウントしている。基板6には分岐用の線路7、ANT端子、TX端子およびRX端子をそれぞれ形成していて、フィルタ10、11の外部結合電極と基板6上の電極部分とをワイヤーボンディングしている。基板6の下面には、各端子部分を除いてほぼ全面のグランド電極を形成している。基板6の上部には図に示す破線部分にシールドカバーを取りつける。

【0082】図29はこのデュプレクサの等価回路図である。この構造により送信信号の受信回路への回り込みおよび受信信号の送信回路への回り込みを防止するとと

もに、送信回路からの送信信号を送信周波数帯域のみ通過させてアンテナへ導き、アンテナからの受信信号を受信周波数帯域のみ通過させて受信機へ与える。

【0083】〔第15の実施形態、図30〕図30は通信装置の構成を示すブロック図である。ここでデュプレクサとしては図28および図29に示した構成のものを用いる。回路基板上には送信回路と受信回路を構成し、TX端子に送信回路が接続され、RX端子に受信回路が接続され、且つANT端子にアンテナが接続されるように、上記回路基板上にデュプレクサを実装する。

【0084】〔第16の実施形態、図31〕以上に示した各共振器の実施形態は、多重スパイラルパターンを成す複数の線路の内側の端部をそれぞれ独立させたままにするか、図25に示したように等電位接続線路で接続するようにしたものであったが、この第16の実施形態を含めて以降に示す各実施形態では、多重スパイラルパターンの中央部に、各線路の内側の端部をそれぞれ接続した電極を設ける。

【0085】図31は第16の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。図1に比較すれば明らかなように、この共振器は、誘電体基板1の下面に全面のグランド電極3を形成していて、上面に多重スパイラルパターンを形成するとともに、多重スパイラルパターンの各線路2の内周端につながった中央電極8を設けている。

【0086】このように、複数の線路の集合体の中央部に中央電極8を設けたことにより、各線路の内側の端部が中央電極8で共通に接続され同電位となる。このため、各線路の内側の端部の境界条件が強制的に一致し、内周端と外周端を開放端とする1/2波長の共振モードで安定して共振し、スプリアスモードが抑圧される。

【0087】また、中央電極8とグランド電極3との間に静電容量が生じて、共振器の容量成分が増す。そのため、同じ共振周波数を得るための各線路の線路長を短くすることができ、多重スパイラルパターンによる低損失特性を保つつつ、共振器全体の占有面積を縮小化できる。

【0088】さらに、中央電極8は、外部入出力用の電極として用いることもできる。例えば、所定箇所に外部入出力端子を設けて、その外部入出力端子と中央電極8との間をワイヤボンドする際の電極として、この中央電極8を用いることができる。

【0089】〔第17の実施形態、図32〕図32は第17の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。この共振器は、多重スパイラルパターンに中央電極8を設けるとともに、各線路の内周端と外周端をそれぞれスルーホールを介してグランド電極3に接地したものである。このように中央電極8を設けることによって、上述の場合と同様に、共振モードの安定化および外部接続性の多様化を図ることができる。な

お、中央電極8とグランド電極3間を接続するスルーホールは図11に示したような通り抜けの穴であってもよく、導体が充填されていてもよい。

【0090】〔第18の実施形態、図33〕図33は第18の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。この共振器は、多重スパイラルパターンに中央電極8を設けるとともに、各線路の内周端をスルーホールを介してグランド電極3に接地したものである。各線路の外周端は開放させたままとしている。これにより1/4波長の共振器として作用する。このように中央電極8を設けることによって、上述の場合と同様に、共振モードの安定化および外部接続性の多様化を図ることができる。

【0091】〔第19の実施形態、図34〕図34は第19の実施形態に係る共振器の平面図、断面図および部分拡大断面図である。この例は、図13に示したようなスロット線路による多重スパイラルパターンの有する共振器に中央電極8を設けたものである。このようなスロット線路による場合でも、中央電極8を設けることによって、上述の場合と同様に、共振モードの安定化、共振器の小型化および外部接続性の多様化を図ることができる。

【0092】〔第20の実施形態、図35〕図35は、図31に示した構成の共振器を用いたフィルタの構成を示す図である。各共振器にそれぞれ中央電極を設けたこと以外は、図27に示したフィルタと同様である。誘電体基板1の上面には中央電極付きの多重スパイラルパターンを3組配置していて、その両側の共振器にそれぞれ静電容量的に結合する外部結合電極5を形成している。この外部結合電極5、5は図におけるフィルタの正面（外面）に入力端子および出力端子として引き出している。誘電体基板の下面と四側面にはグランド電極を形成している。また、この誘電体基板の上部に、上面および四側面にグランド電極を形成したもう1つの誘電体基板を積層する。これによりトリプレート構造の共振器によるフィルタを構成する。

【0093】この構造により、隣接する共振器間が誘導的に結合し、3段の共振器からなる帯域通過特性を示すことになるが、各共振器を小型化できるため、フィルタ全体を小型化することができる。また、共振器のスプリアスモード抑圧効果が高いため、スプリアス特性に優れたフィルタ特性が得られる。

【0094】

【発明の効果】請求項1、2、3に係る発明によれば、線路の縁端部における電流集中が極めて効率的に緩和されて、全体の電力損失が抑制される。

【0095】特に請求項2に係る発明によれば、線路をその動径（半径）方向の横断面で見た時に、1つのスパイラル状線路の左右両端に一定の間隔をおいて、より同程度の振幅と位相を持った電流が流れる線路が配置され

るため、縁端効果が効率良く緩和される。

【0096】請求項4に係る発明によれば、各線路の内側の端部すなわち内周端が電極で共通に接続され同電位となるため、各線路の内側の端部の境界条件が強制的に一致し、所望の共振モードで安定して共振し、同時にスプリアスモードが抑圧される。また、各線路の内側の端部が開放端である場合に、上記電極とグランド電極との間に静電容量が生じて共振器の容量成分が増すため、同じ共振周波数を得るための各線路の線路長を短くすることができ、低損失特性を保つつ、共振器全体の占有面積を縮小化できる。さらに、上記電極は外部入出力用の電極として用いることもでき、外部接続性が向上する。

【0097】請求項5に係る発明によれば、隣接する線路の等電位部分が互いに導体で接続されるため、共振モードへ影響を与えることなく、その動作を安定させることができ。

【0098】請求項6に係る発明によれば、複数の線路の一方端のみを接地したとき1/4波長の共振器となるため、短い線路長で所定の共振周波数を得ることができ、全体の小型化を図ることができる。また、各線路の両端部を接地したとき、優れた遮蔽性が得られる。

【0099】請求項7に係る発明によれば、成膜および微細加工プロセスに適した単純な構造により線路を構成することができる。

【0100】請求項8に係る発明によれば、いわば等幅スパイラル状の線路を用いることになり、共振器の中心近傍から最密の条件でスパイラル状の線路を設けることができ、共振器の占有面積を最小にすることができる。

【0101】請求項9に係る発明によれば、線路の左右の間隙を通り抜ける磁束を保持するために流れる電流が左右で干渉する距離となり、共振位相からずれた位相を持つ無効電流を抑えることができ、これにより電力損失が飛躍的に低減することになる。

【0102】請求項10に係る発明によれば、基板界面からの膜厚方向への表皮効果を緩和することができる。これにより、さらなる導体損失の低減が図れる。

【0103】請求項11に係る発明によれば、線路間短絡が防止され、また線路が上記薄膜多層電極である場合に、層間短絡も有効に防止することができる。

【0104】請求項12に係る発明によれば、超伝導体の低損失特性が充分に発揮でき、臨界電流密度以下のレベルで高いQで動作させることができる。

【0105】請求項13に係る発明によれば、共振電磁界の対称性を良好に保つことができ、さらなる低損失特性が得られる。

【0106】請求項14に係る発明によれば、挿入損失が小さく、小型のフィルタが得られる。

【0107】請求項15に係る発明によれば、低挿入損失で小型のデュプレクサが得られる。

【0108】さらに請求項16に係る発明によれば、R

F送受信部の挿入損失が低減されて、雑音特性、伝送速度等の通信品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図2】線路のパターンを極座標から直角座標に変換して表した図

【図3】共振器の電磁界分布の例を示す図

【図4】他の共振器の電磁界分布の例を示す図

【図5】線電流源のつくる磁界分布の解析モデル

【図6】2つの解析モデルにおける磁界密度分布を示す図

【図7】同モデルにおける磁界振幅のx成分の分布を示す図

【図8】同モデルにおける磁界振幅のy成分の分布を示す図

【図9】x方向位置における磁界のy成分の強度を示す図

【図10】隣接する線路間の電流位相差とエネルギー蓄積の有効領域等との関係を示す図

【図11】第2の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図12】第3の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図13】第4の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図14】第5の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図15】同共振器における線路パターン導出のための参照図

【図16】第6の実施形態に係る共振器の線路パターンの一例を示す図

【図17】同実施形態における他の線路パターンの例を示す図

【図18】線数とQ○およびf○との関係を示す図

【図19】第7の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図20】第8の実施形態に係る共振器の線路部分の拡大断面図

【図21】第9の実施形態に係る共振器の線路部分の拡大断面図

【図22】同実施形態に係る他の共振器の線路部分の拡大断面図

【図23】第10の実施形態に係る共振器の線路部分の拡大断面図

【図24】第11の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図25】第11の実施形態に係る他の幾つかの共振器の構成を示す図

【図26】第12の実施形態に係る共振器の高次モードの例を示す図

【図27】第13の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【図28】第14の実施形態に係るデュプレクサの構成を示す図

【図29】同デュプレクサのブロック図

【図30】第15の実施形態に係る通信機の構成を示すブロック図

【図31】第16の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図32】第17の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図33】第18の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図34】第19の実施形態に係る共振器の構成を示す図

【図35】第20の実施形態に係るフィルタの構成を示す図

【符号の説明】

1—誘電体基板

2—線路

3—グランド電極

4—キャビティ

5—外部結合電極

6—基板

7—分岐用線路

8—中央電極

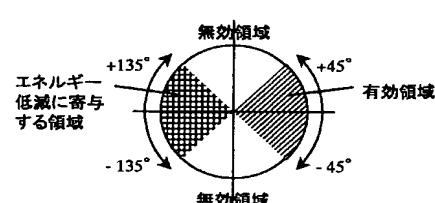
10—送信フィルタ

11—受信フィルタ

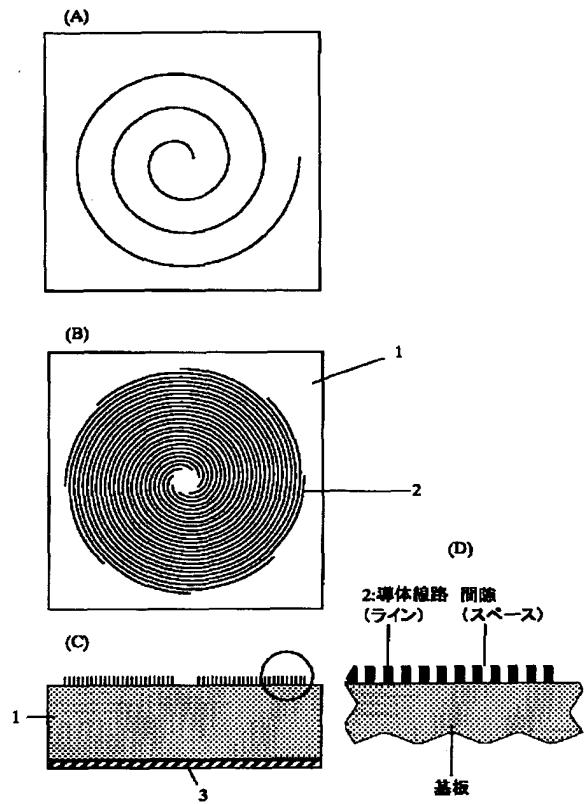
【図5】



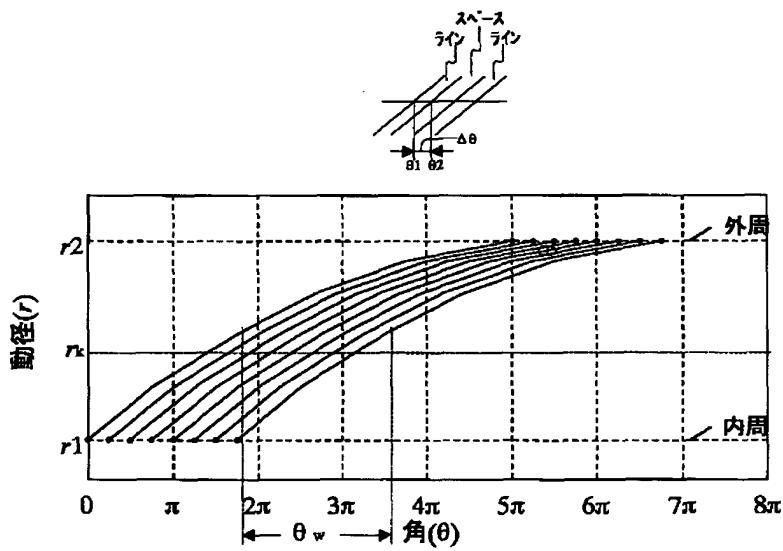
【図10】



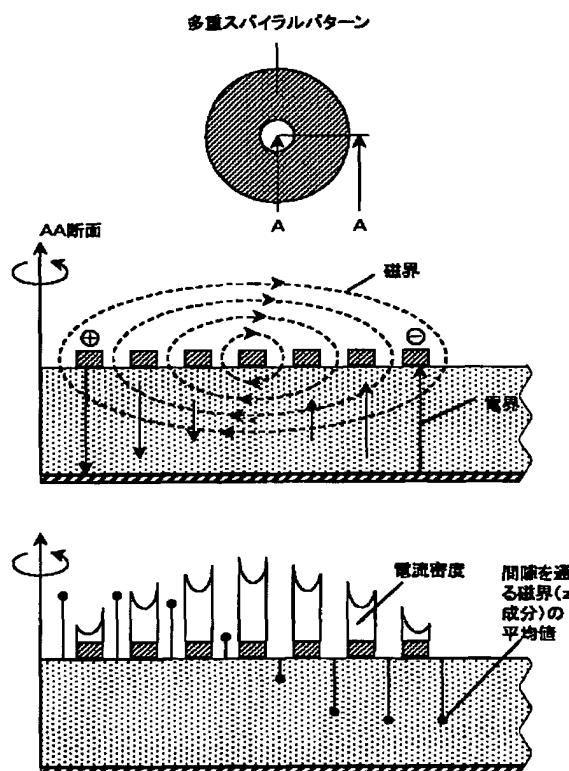
【図1】



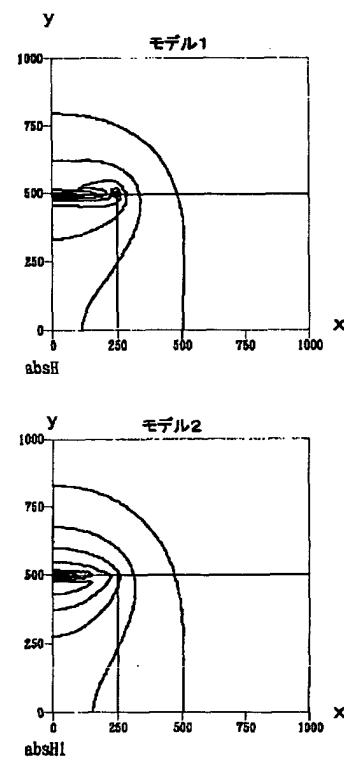
【図2】



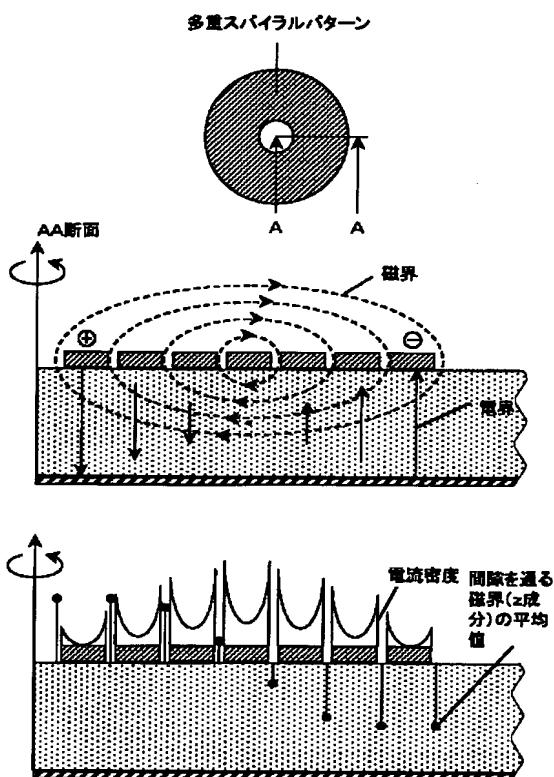
【図3】



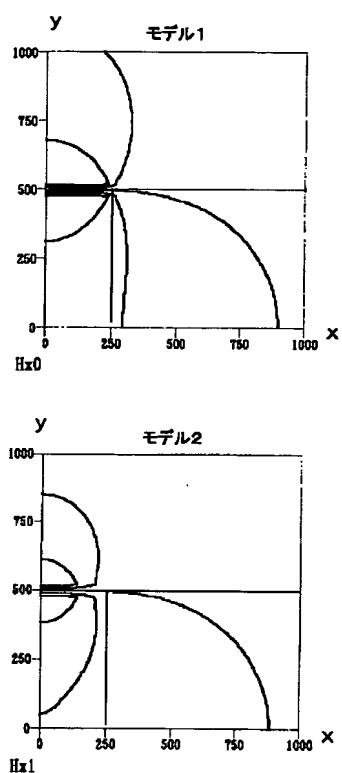
【図6】



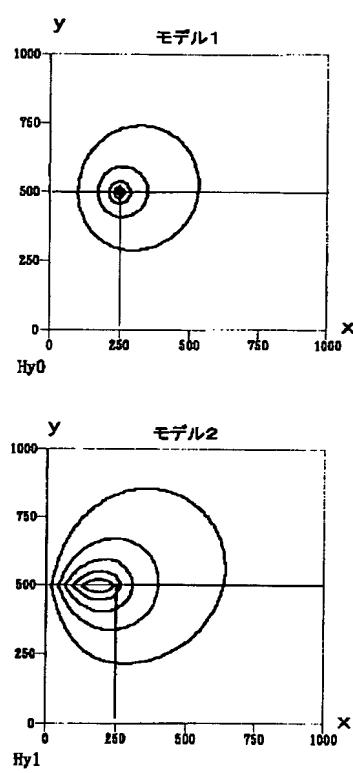
【図4】



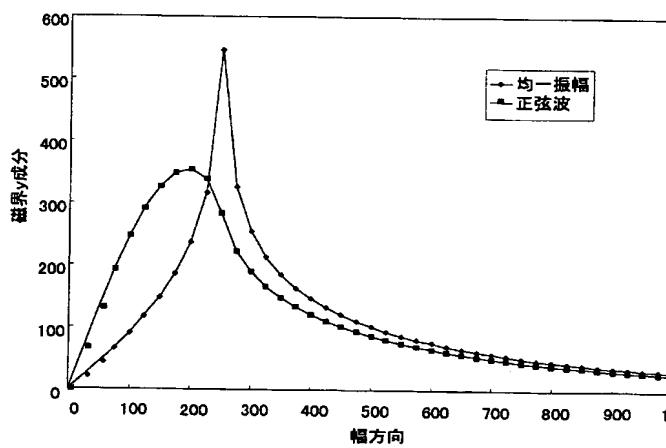
【図7】



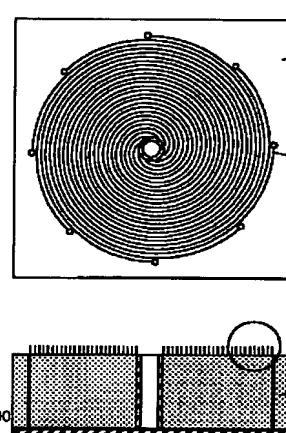
【図8】



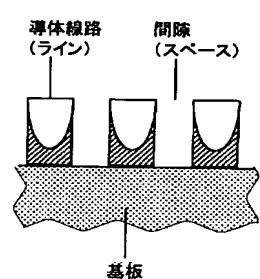
【図9】



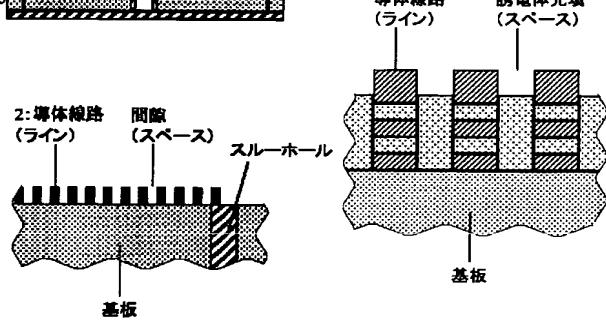
【図11】



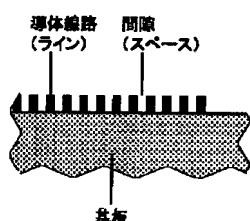
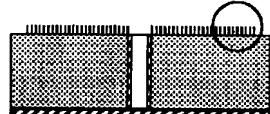
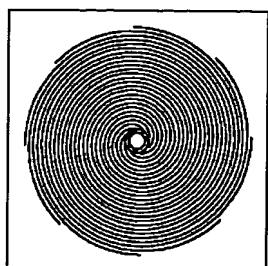
【図20】



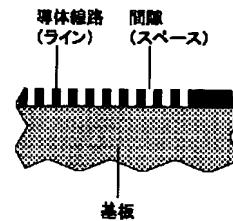
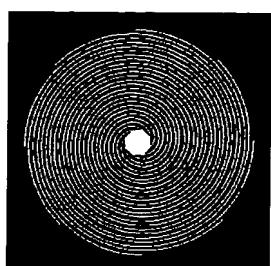
【図22】



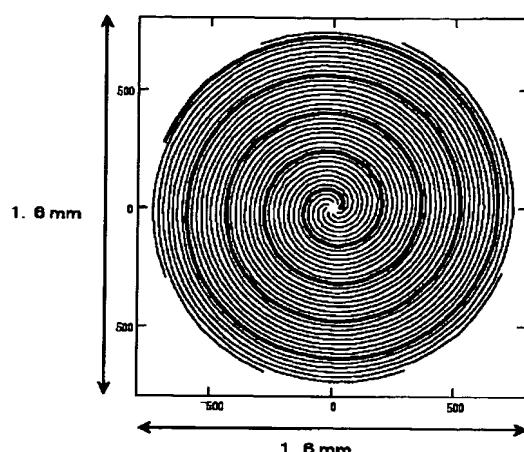
【図12】



【図13】



【図14】

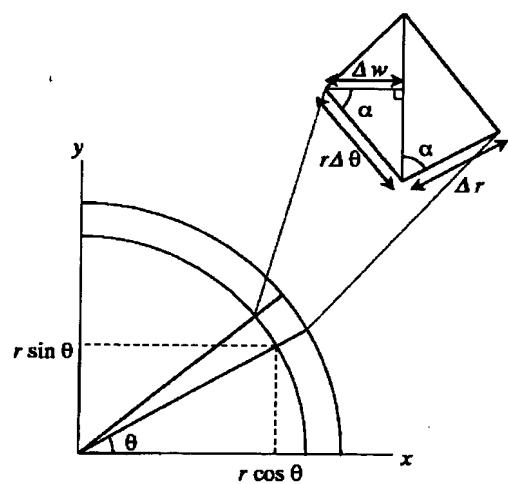


設定条件

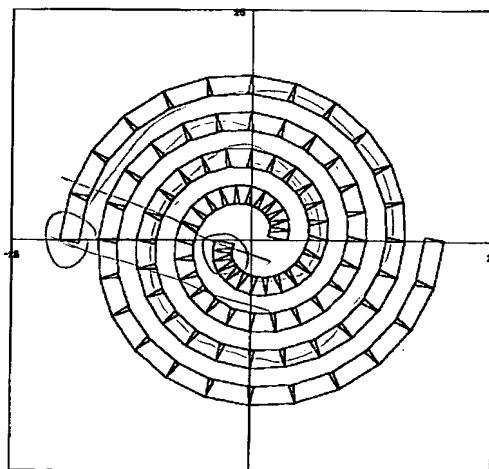
線数 : 8 本
ライン : 10.0 μm
スペース : 10.0 μm
最小半径 : 25.5 μm
最大半径 : 750.0 μm
線路長 : 11.0 mm

比誘電率 8.0

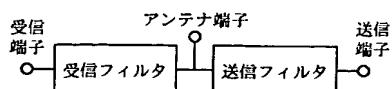
【図15】



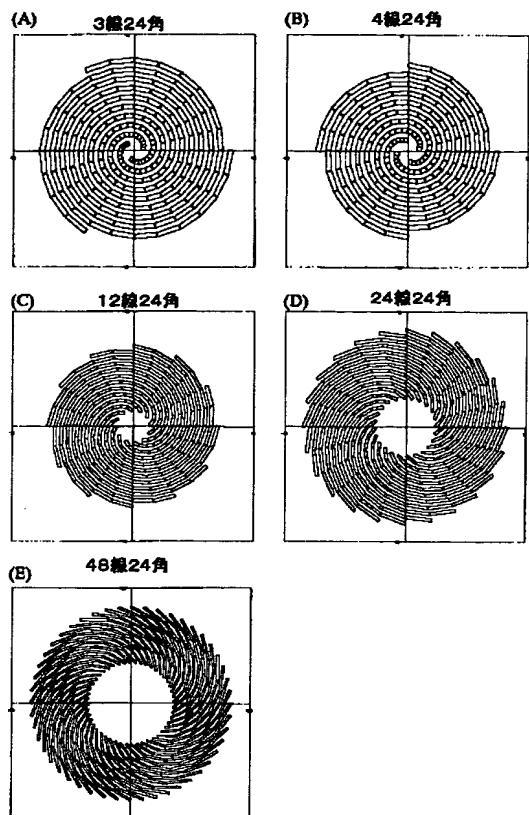
【図16】



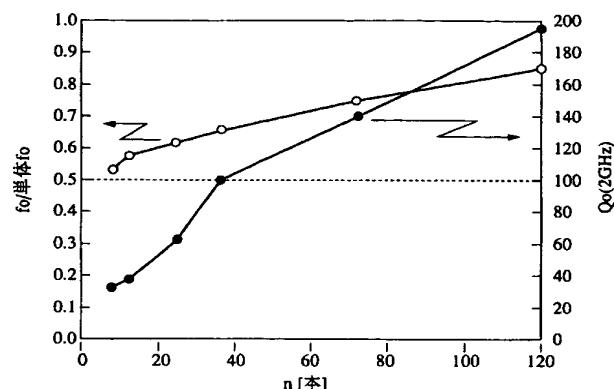
【図29】



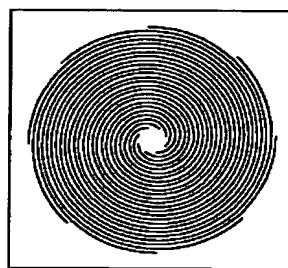
【図17】



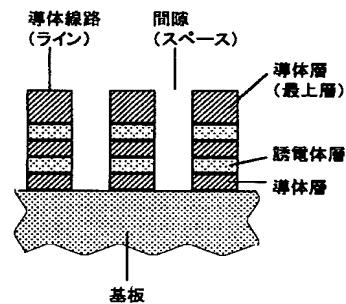
【図18】



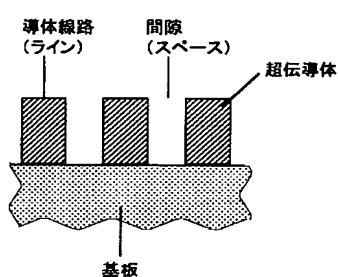
【図19】



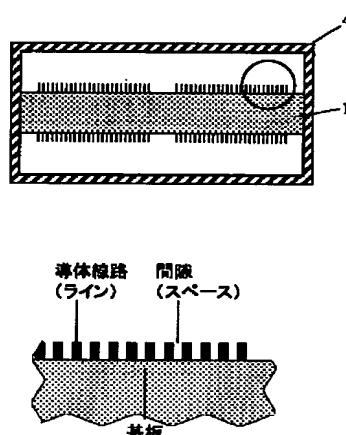
【図21】



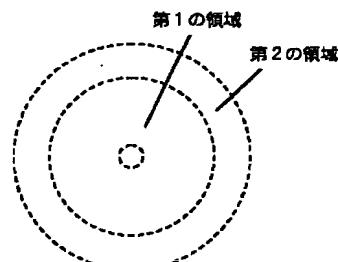
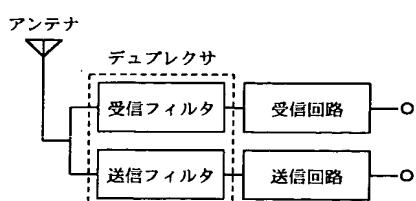
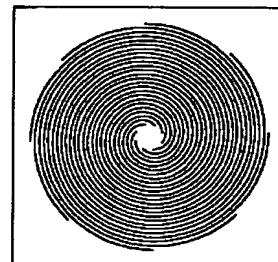
【図23】



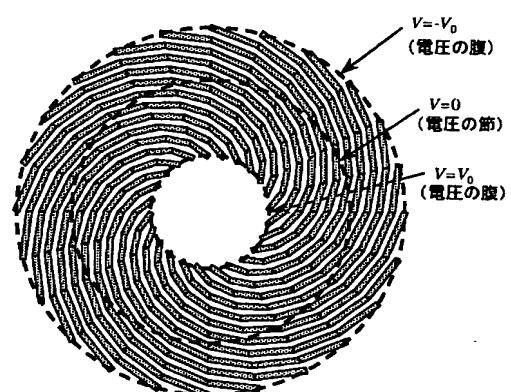
【図30】



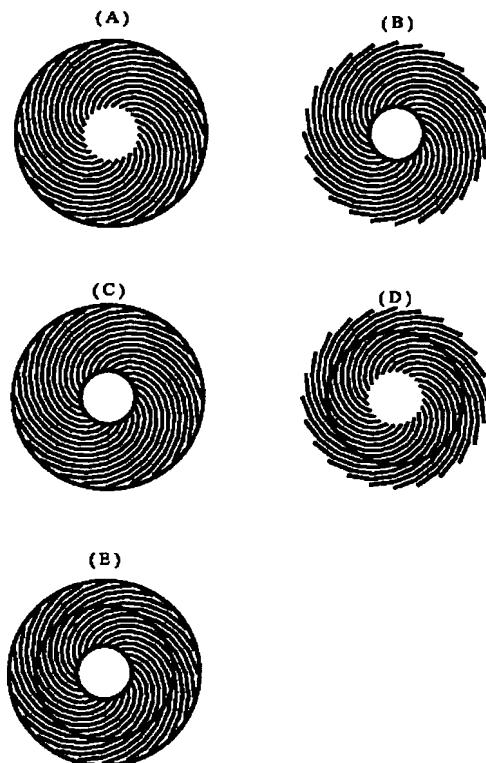
【図26】



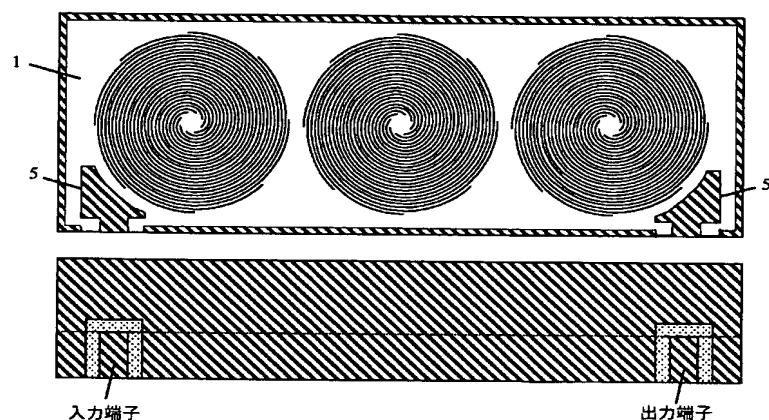
【図24】



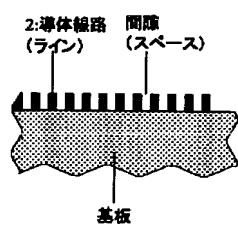
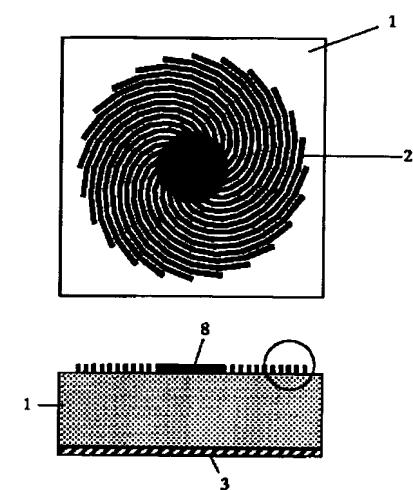
【図25】



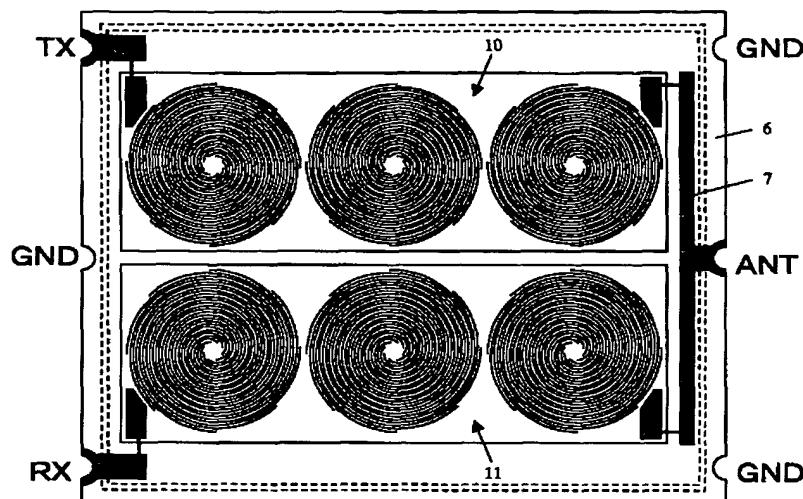
【図27】



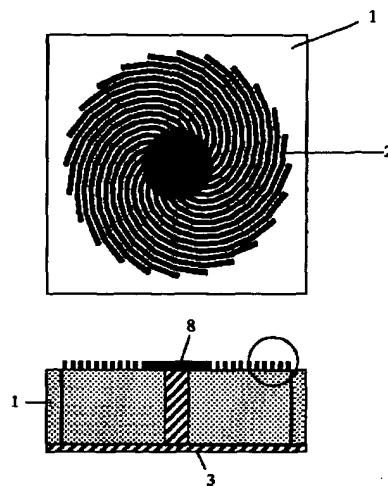
【図31】



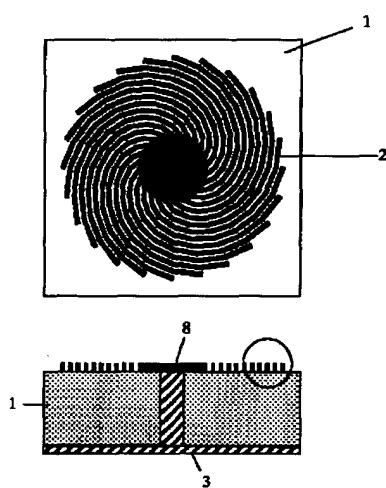
【図28】



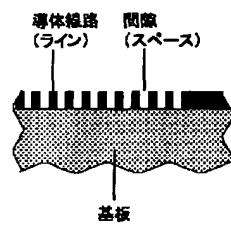
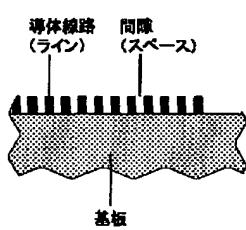
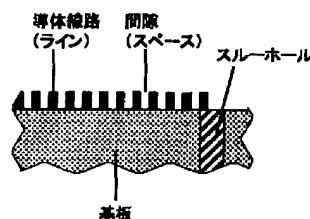
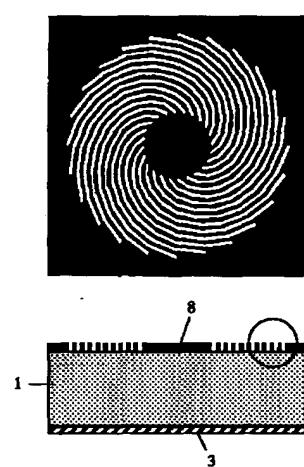
【図32】



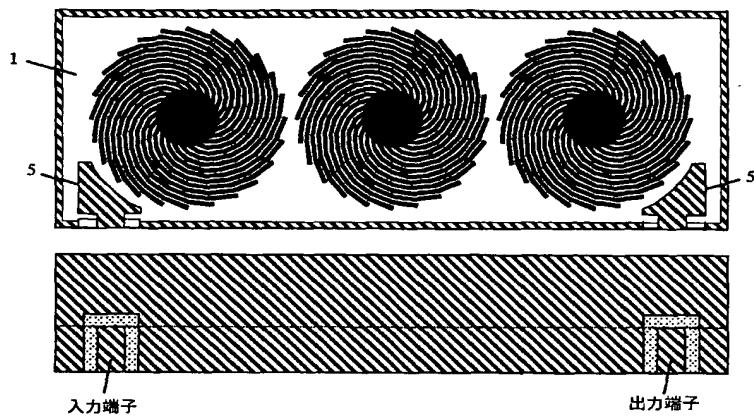
【図33】



【図34】



【図35】



フロントページの続き

(72) 発明者 阿部 真

京都府長岡市天神二丁目26番10号 株式
会社村田製作所内

(72) 発明者 石川 容平

京都府長岡市天神二丁目26番10号 株式
会社村田製作所内

F ターム (参考) 5J006 HB02 HB03 HB15 HB16 HB22
JA01 KA03 LA02 LA21 NA04
NC02